

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平9-74317

(43) 公開日 平成9年(1997)3月18日

(51) Int.Cl.⁶

H 0 3 D 7/14

識別記号

庁内整理番号

F I

H 0 3 D 7/14

技術表示箇所

C

審査請求 有 請求項の数 4 O L (全 5 頁)

(21) 出願番号 特願平7-228449

(22) 出願日 平成7年(1995)9月6日

(71) 出願人 000004237

日本電気株式会社

東京都港区芝五丁目7番1号

(72) 発明者 安藤 義明

東京都港区芝五丁目7番1号 日本電気株式会社内

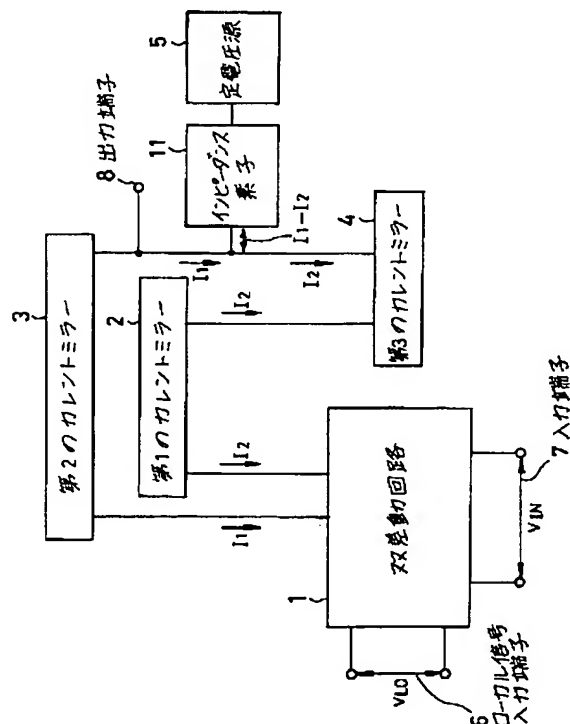
(74) 代理人 弁理士 ▲柳▼川 信

(54) 【発明の名称】 ミキサ回路

(57) 【要約】

【課題】 出力ダイナミックレンジが広いミキサ回路を提供する。

【解決手段】 入力信号(7)とローカル信号(6)とが入力されたダブルバランス型双差動回路1にて周波数混合された信号を電流出力する。第1、第2のカレントミラー2、3にて双差動回路1の差動電流を夫々取出す。第2のカレントミラー3の出力電流を第3のカレントミラー4にて反転して取出す。第2、第3のカレントミラー3、4の出力電流をインピーダンス素子を介して定電圧源5へ供給する構成とすることで、出力(8)のダイナミックレンジがアースから電源電圧まで一杯とれることになる。



【特許請求の範囲】

【請求項 1】 ダブルバランス型回路を採用したミキサ回路であって、前記ダブルバランス型回路の互いに逆相関係の一对の第 1 及び第 2 の出力電流を夫々入力電流とする第 1 及び第 2 のカレントミラー手段と、前記第 1 のカレントミラー手段の出力電流を入力電流とする第 3 のカレントミラー手段と、前記第 2 及び第 3 のカレントミラー手段の共通出力点にインピーダンス素子を介して接続された定電圧源とを含み、前記共通出力点からミキサ出力を導出することを特徴とするミキサ回路。

【請求項 2】 前記定電圧源の電圧を回路の動作電圧の 1/2 に設定したことを特徴とする請求項 1 記載のミキサ回路。

【請求項 3】 前記インピーダンス素子は抵抗素子であることを特徴とする請求項 1 または 2 記載のミキサ回路。

【請求項 4】 前記インピーダンス素子は共振回路であることを特徴とする請求項 1 または 2 記載のミキサ回路。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明はミキサ回路に関し、特に無線通信機における周波数変換処理を行うダブルバランス型の周波数ミキサ回路に関するものである。

【0002】

【従来の技術】従来のこの種のミキサ回路の例として

$$V_{\text{omax}} = (V_{\text{CC}} - V_{\text{C}} - 2 V_{\text{sat}} - V_{\text{R2}}) / 2 \quad \dots (1)$$

となる。

【0006】

【発明が解決しようとする課題】上述した従来のミキサ回路では、VCC が一定のとき、Vomax は VC、Vsat、VR2 の 3 つのパラメータにより制限されるために、出力ダイナミックレンジを広くすることができない。そのため、無線通信機のダイナミックレンジをこのミキサ回路が制限していることになり、無線通信機の特性低下の一要因となっている。

【0007】本発明の目的は、出力ダイナミックレンジを広くすることで無線通信機の特性を向上することができるミキサ回路を提供することである。

【0008】

【課題を解決するための手段】本発明によれば、ダブルバランス型回路を採用したミキサ回路であって、前記ダブルバランス型回路の互いに逆相関係の一对の第 1 及び第 2 の出力電流を夫々入力電流とする第 1 及び第 2 のカレントミラー手段と、前記第 1 のカレントミラー手段の出力電流を入力電流とする第 3 のカレントミラー手段と、前記第 2 及び第 3 のカレントミラー手段の共通出力点にインピーダンス素子を介して接続された定電圧源とを含み、前記共通出力点からミキサ出力を導出することを特徴とするミキサ回路が得られる。

は、差動回路を縦方向に 2 段積み重ねたいわゆるダブルバランス型のものがあり、例えば実開昭 61-136646 号公報に開示されている。図 4 は、この様なダブルバランス型の周波数ミキサ回路を示している。

【0003】図 4 に示す様に、トランジスタ Q5、Q6 はエミッタ抵抗 R2、R3 を介して共通に接続され、定電流源 I0 を介して接地され、ベースは入力端子 7 に接続されている。トランジスタ Q1、Q2 のエミッタは共通に接続され、トランジスタ Q5 のコレクタと接続されている。トランジスタ Q3、Q4 のエミッタは共通に接続され、トランジスタ Q6 のコレクタと接続されている。

【0004】また、トランジスタ Q1、Q4 のベースは共通に接続され、トランジスタ Q2、Q3 のベースも共通に接続され、各々、ローカル信号入力端子 6 に接続されている。トランジスタ Q1、Q3 のコレクタは共通に接続され負荷抵抗 R4 を介して電源電圧供給端子 9 に接続され、トランジスタ Q2、Q4 のコレクタは共通に接続され負荷抵抗 R5 を介して電源電圧供給端子 9 に接続されると共に出力端子 8 に接続される。

【0005】電源電圧を VCC とし、トランジスタ Q1～Q6 のコレクタエミッタ間の飽和電圧を Vsat とし、定電流源の両端の電位差を VC とし、抵抗 R2 による電圧降下を VR2 とすると、出力端子 8 から出力できる最大振幅 Vomax は、

【0009】

【発明の実施の形態】本発明の作用は次の如くである。
ダブルバランス型回路の互いに一对の逆相関係の電流を第 1 及び第 2 のカレントミラーにより取出し、更に第 1 のカレントミラーの出力電流を第 3 のカレントミラーにより反転させて取出し、第 2 及び第 3 のカレントミラーの各出力電流の差をインピーダンス素子を介して接続された定電圧源へ供給するようにすることで、定電圧源の電圧にのみダイナミックレンジが依存して拡大可能となる。

【0010】以下に図面を用いて本発明の実施例について説明する。

【0011】図 1 は本発明の実施例を説明するためのミキサ回路の機能ブロック図である。図 1 に示す様に、本実施例は、入力信号が入力端子 7 から入力されかつローカル信号がローカル信号入力端子 6 から入力されミキシングが行われるダブルバランス型の双差動回路 1 と、ミキシングされた電流出力の信号を入力とする第 1 のカレントミラー 2 と、第 1 の電流出力の信号と逆相である双差動回路 1 から出力される第 2 の電流出力の信号を入力とする第 2 のカレントミラー 3 と、第 1 のカレントミラー 2 の出力を入力とする第 3 のカレントミラー 4 と第 2 のカレントミラー 3 の出力と第 3 のカレントミラー 4 の

出力にインピーダンス素子 11 を介して接続される $V_{CC}/2$ の DC 電圧を出力する定電圧源 5 とを備える。

【0012】次に、上述したミキサ回路の動作について詳細に説明する。まず、入力端子 7 に入力された入力信号と、ローカル信号入力端子 6 に入力されたローカル信号がダブルバランス型の双差動回路 1 に入力されると、これらの 2 信号のミキシングが行われダウンコンバートもしくはアップコンバートされた後、電流出力される。第 1 のカレントミラー 2 と第 2 のカレントミラー 3 に互いに逆相の関係である双差動回路 1 の電流出力を入力とし、第 1 のカレントミラー 2 は第 3 のカレントミラー 4 10 に出力し、第 2 のカレントミラー 3 の出力と第 3 のカレントミラー 4 の出力の電流差を定電圧源 5 に対して出し入れし、この電流をインピーダンス素子で電流-電圧変換し出力端子 8 よりミキサ出力として電圧出力する。

【0013】図 2 は本発明の第 1 の実施例を示すミキサ回路図であり、図 4 と同等部分は同一符号にて示している。図 2 に示す様に、本実施例では、双差動回路 1 はトランジスタ $Q1 \sim Q6$ 、抵抗 $R2, R3$ から構成され、第 1 のカレントミラーはトランジスタ $Q7, Q8$ で構成され、第 2 のカレントミラーはトランジスタ $Q8, Q10$ で構成され、第 3 のカレントミラーはトランジスタ $Q11, Q12$ から構成されている。そして、インピーダンス素子 11 として抵抗 $R1$ が設けられており、また $V_{CC}/2$ を発生する定電圧源 5 が設けられている。

【0014】次に上述したミキサ回路の動作についてより詳細に説明する。まず、入力端子 7 に入力された入力信号と、ローカル信号入力端子 6 に入力されたローカル信号が双差動回路 1 に入力されると、これらの 2 信号のミキシングが行われダウンコンバートもしくはアップコンバートされた後、電流出力される。第 1 ～第 3 のカレントミラーの電流比を 1 : 1 とすると、互いに逆相の双差動回路 1 の出力電流の差分をトランジスタ $Q10, Q12$ で構成されるプッシュプルから出力し、抵抗 $R1$ で電流-電圧変換され、出力端子 8 よりミキサ出力として電圧出力する。

【0015】電源電圧を V_{CC} とし、トランジスタ $Q10, Q12$ のコレクター-エミッタ間の飽和電圧を V_{sat} とすると、本実施例の出力端子 8 から出力され得る最大振幅 V_{omax1} は、 $V_{omax1} = (V_{CC} - 2V_{sat}) / 2 \dots (2)$ となる。

【0016】図 3 は本発明の第 2 の実施例を示すミキサ回路図であり、図 2 と同等部分は同一符号により示している。図 3 に示す様に、本実施例は第 1 の実施例のインピーダンス素子 11 である抵抗 $R1$ の代わりにインダクタ $L1$ 、抵抗 $R1$ 、容量 $C1$ で構成される RLC 並列共

振回路を備える。

【0017】この第 2 の実施例では、RLC 並列共振回路により、出力信号に帯域制限を行っているので雑音やスプリアスを抑圧するという効果を有し、かつ出力の最大振幅は (2) 式と同様である。

【0018】本実施例では定電圧源の電圧を $V_{CC}/2$ 、インピーダンス素子として抵抗及び RLC 並列共振回路の場合を説明したが、定電圧源の電圧及びインピーダンス素子は必ずしも本実施例と同じである必要はない。但し、定電圧源の電圧を $V_{CC}/2$ とすることで、回路電源の電圧 V_{CC} を最も有効に利用できることになる。

【0019】ここで、具体例として、 $V_{CC} = 3V$, $V_{sat} = V_{sat1} = 0.2V$, $V_C = 4V$, $V_{R2} = 0.4V$ とすると、従来例と本発明の出力の最大振幅は (1),

(2) 式より、

(1) 式より、 $V_{omax} = 0.9V$

(2) 式より、 $V_{omax1} = 1.3V$

の如くなり、従って、出力ダイナミックレンジが約 1.5 倍広くなることが分かる。

【0020】

【発明の効果】以上、説明したように本発明のミキサ回路は双差動回路と、カレントミラーと、定電圧源とを設け、双差動回路の互いに逆相のミキシング出力の電流の差分をプッシュプル構成の出力回路で出力し、定電圧源で与えている DC 電圧を基準に、出力電流を抵抗 $R1$ で電流-電圧変換したので、双差動回路のトランジスタのコレクター-エミッタ間の飽和電圧 V_{sat} や、定電流源の両端の電位差 V_C や、抵抗 $R2$ の電圧効果 V_{R2} に依存することなく、出力ダイナミックレンジを拡大できるという効果がある。

【図面の簡単な説明】

【図 1】本発明の実施例を説明するためのミキサ回路のブロック図である。

【図 2】本発明の第 1 の実施例を示すミキサ回路である。

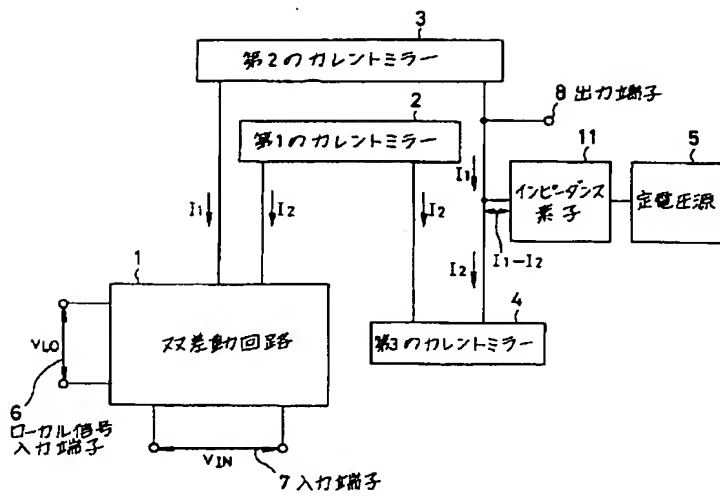
【図 3】本発明の第 2 の実施例を示すミキサ回路である。

【図 4】従来の一例を説明するためのミキサ回路である。

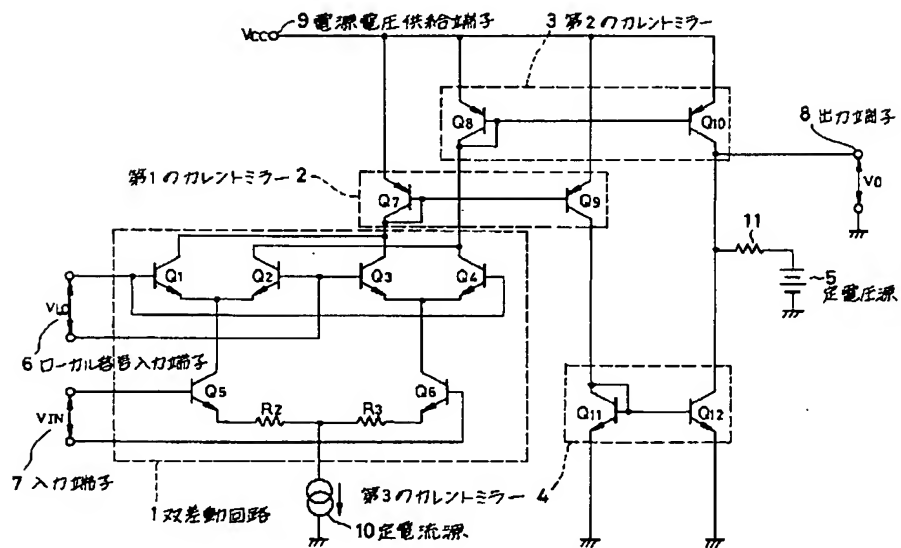
【符号の説明】

- 1 ダブルバランス型双差動回路
- 2, 3, 4 カレントミラー
- 5 定電圧源
- 6 ローカル信号入力端子
- 7 入力端子
- 8 出力端子
- 11 インピーダンス素子

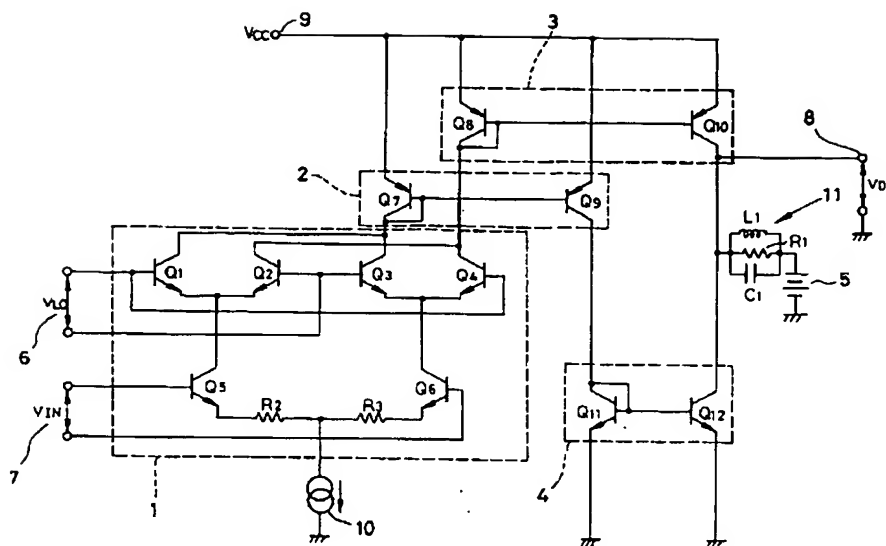
【図 1】



【図 2】



【図 3】



【図 4】

